

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-270734

(43)Date of publication of application : 14.10.1997

(51)Int.Cl.

H04B 1/707

(21)Application number : 08-076428

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 29.03.1996

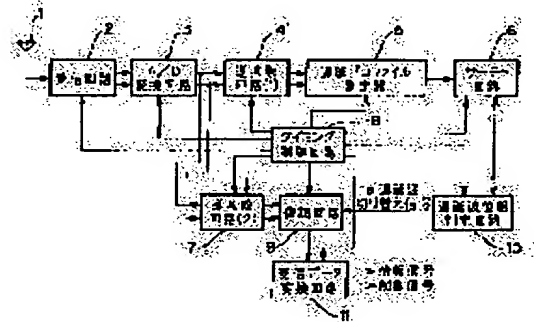
(72)Inventor : YAMADA DAISUKE
TAKAKUSAKI KEIJI

(54) SPREAD SPECTRUM SYSTEM RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve reception quality in a pilot interpolating type synchronization detection spread spectrum system mobile communication.

SOLUTION: A delay wave phase decision circuit 10 for deciding whether or not a detected delay wave is the same phase as the delay wave detected in a last time and outputting delay wave switching signals (a) when the phase is different is provided. In this case, based on signals for which inverse spreading is performed in a second inverse spreading circuit 7 and the delay wave switching signals (a), when the signals (a) are ON, without interpolating the phase estimated by first and second known signals inserted to both ends of information signals and the reception signals of a first half is demodulated by using the phase estimated by the first known signal and the reception signals of the second half of the signals (a) is demodulated by using the phase estimated by the second known signal, separated by the turned on reception signal of the delay wave; and prevents the degradation of the reception quality.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 19.07.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3310160

[Date of registration] 24.05.2002

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-270734

(43) 公開日 平成9年(1997)10月14日

(51) Int.Cl.⁵
H 0 4 B 1/707

識別記号 庁内整理番号

F I
H 0 4 J 13/00

技術表示箇所

D

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願平8-76428

(22) 出願日 平成8年(1996)3月29日

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 山田大輔

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1

号 松下通信工業株式会社内

(72) 発明者 高草木恵二

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1

号 松下通信工業株式会社内

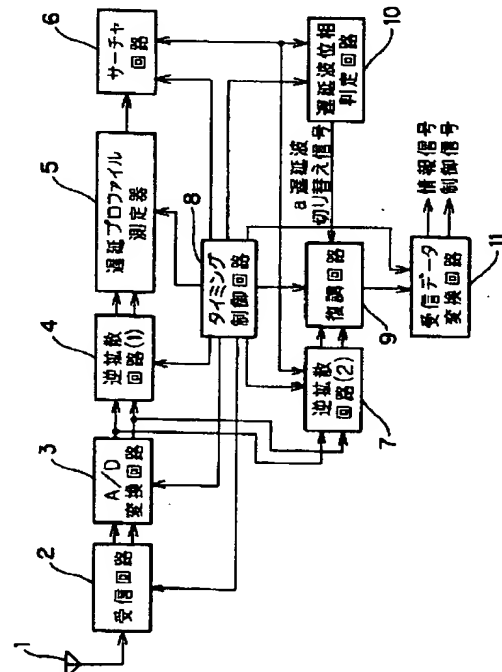
(74) 代理人 弁理士 蔵合 正博

(54) 【発明の名称】 スペクトラム拡散方式受信装置

(57) 【要約】

【課題】 パイロット内挿型同期検波スペクトル拡散方式移動通信において、受信品質を向上させる。

【解決手段】 検出された遅延波が前回検出した遅延波と同位相かどうかを判定し、位相が異なっているときに遅延波切り替え信号 a を出力する遅延波位相判定回路 10 を設け、復調回路 9 が、第 2 の逆拡散回路 7 で逆拡散を行った信号と遅延波切り替え信号 a をもとに信号 a が ON のときは、情報信号の両端に挿入した第 1 および第 2 の既知信号で推定した位相を内挿せずに、信号 a の ON となった遅延波の受信信号を境にして、前半の受信信号は第 1 の既知信号で推定した位相を用いて復調し、信号 a の後半の受信信号は第 2 の既知信号で推定した位相を用いて復調し、受信品質の劣化を防ぐ。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 パイロット内挿型同期検波スペクトル拡散方式移動通信において、A/D変換回路でオーバーサンプリングされた数ビットのデジタル信号を受信信号とし、前記受信信号の逆拡散を行うマッチドフィルタ等の第1および第2の逆拡散回路と、前記第1の逆拡散回路で逆拡散を行った信号の各チップ位相のプロファイルを平均化する遅延プロファイル測定器と、前記遅延プロファイル測定器の出力信号から受信レベルの高い上位数サンプルの遅延波を検出し、常に上位数サンプルを検出し続け、ピーク位置によりシンボルクロックを再生するサーチャ回路と、前記サーチャ回路で検出した遅延波が前回検出した遅延波と同位相かどうかを判定し、位相が異なっているときに遅延波切り替えのON/OFF信号を出力する遅延波位相判定回路と、前記第2の逆拡散回路で逆拡散を行った信号と遅延波位相判定回路の遅延波切り替え信号をもとに遅延波切り替え信号がONのときは、情報信号の両端に挿入した第1および第2の既知信号で推定した位相を内挿せずに遅延波切り替え信号のONとなった遅延波の受信信号を境にして、前半の受信信号は第1の既知信号で推定した位相を用いて復調し、後半の受信信号は第2の既知信号で推定した位相を用いて復調する復調回路とを備えたことを特徴とするスペクトル拡散方式受信装置。

【請求項2】 遅延波切り替え信号がONのときは、情報信号の両端に挿入した第1および第2の既知信号で推定した位相を内挿せずに遅延波切り替え信号のONとなった遅延波の受信信号を境にして、前半の受信信号は第1の既知信号で推定した位相を適応アルゴリズム等を用いて逐次更新し、この更新した位相を用いて復調し、後半の受信信号は、第2の既知信号で推定した位相を適応アルゴリズム等を用いて逐次更新し、この更新した位相を用いて復調する復調回路を備えたことを特徴とする請求項1記載のスペクトル拡散方式受信装置。

【請求項3】 遅延波切り替え信号がONのときに、遅延プロファイル測定器の出力信号のレベルの変化を検出し、変化量からフェージングピッチを検出するフェージング推定回路と、前記フェージング推定回路で検出したフェージングピッチが既知信号の挿入周期より遅い場合で遅延波切り替え信号がONのときは、情報信号の両端に挿入した第1および第2の既知信号で推定した位相を内挿せずに遅延波切り替え信号のONとなった遅延波の受信信号を境にして、前半の受信信号は第1の既知信号で推定した位相を用いて復調し、後半の受信信号は第2の既知信号で推定した位相を用いて復調し、前記フェージング推定回路で検出したフェージングピッチが既知信号の挿入周期より速い場合で遅延波切り替え信号がONのときは、遅延波切り替え信号のONとなった遅延波の受信信号を境にして、前半の受信信号は第1の既知信号で推定した位相を適応アルゴリズム等を用いて逐次更新

し、この更新した位相を用いて復調し、後半の受信信号は第2の既知信号で推定した位相を適応アルゴリズム等を用いて逐次更新し、この更新した位相を用いて復調する復調回路を備えたことを特徴とする請求項1または2記載のスペクトル拡散方式受信装置。

【請求項4】 遅延波切り替え信号がONのときに遅延プロファイル測定器の出力信号のレベルの変化を検出し、変化量からフェージングピッチを検出するフェージング推定回路と、情報信号の両端に挿入した第1および第2の既知信号で推定した位相を第1の既知信号の数サンプル後まで、または第2の既知信号は数サンプル前までの受信信号を復調し、既知信号と復調した信号を含めて既知信号として改めて位相を推定し直し、前記フェージング推定回路で検出したフェージングピッチが既知信号の挿入周期より遅い場合は、遅延波切り替え信号のONとなった遅延波の受信信号を境にして、前半の受信信号は第1の既知信号と数サンプル後の受信信号で推定した位相を用いて復調し、後半の受信信号は第2の既知信号と数サンプル前の受信信号で推定した位相を用いて復調し、前記フェージング推定回路で検出したフェージングピッチが既知信号の挿入周期より速い場合は、遅延波切り替え信号のONとなった遅延波の受信信号を境にして、前半の受信信号は第1の既知信号と数サンプル後の受信信号で推定した位相を適応アルゴリズム等を用いて逐次更新し、この更新した位相を用いて復調し、後半の受信信号は第2の既知信号と数サンプル前の受信信号で推定した位相を適応アルゴリズム等を用いて逐次更新し、この更新した位相を用いて復調する復調回路を備えたことを特徴とする請求項1または2または3記載のスペクトル拡散方式受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、パイロット内挿型同期検波スペクトル拡散方式を用いた移動無線受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】パイロット内挿型同期検波スペクトル拡散方式は、東らによって提案されている(RCS94-98 DS/CDMAにおける内挿型同期検波RAKEの特性)。パイロット内挿型同期検波は、図8に示すような情報信号111の中に周期的に第1および第2の既知の信号 t_{r1} 、 t_{r2} を挿入したフレーム構成とし、この既知信号 t_{r1} 、 t_{r2} の区間でマルチパスレイリーフェージングにより変動している伝搬路を推定する。 t_{r1} 、 t_{r2} で推定した係数をそれぞれ Z_1 、 Z_2 とすると、情報信号111のNシンボル中kシンボル目の伝搬路を推定した係数 $Z(k)$ は Z_1 、 Z_2 を1次内挿することで次式から求めることができる。

【0003】

【数1】

$$Z(k) = \frac{N-k}{N} Z_1 + \frac{k}{N} Z_2 \dots (1)$$

また、パイロット内挿型同期検波後のk番目の復調データ S_k は次のようになる。

$$S_k = \sum_{i=1}^p Z_{i,k}^* \cdot r_{i,k} \dots (2)$$

ここでpはRAKEを行う遅延波数、 $Z_{i,k}^*$ はi番目の遅延波の内挿で推定した位相の複素共役、 $r_{i,k}$ はi番目の遅延波の受信信号である。

【0005】図9は従来の遅延タップが3の場合のパイロット内挿型同期検波RAKE方式の検波回路の構成を示す。逆拡散された受信信号112が、チップ間隔の遅延タップ113に入力されると、上記したような第1および第2の既知信号114、115の区間では、スイッチ120がONとなり、位相推定部123では、第1および第2の既知信号114、115の区間のそれぞれで適応アルゴリズム(RLSアルゴリズム等)を用いて、遅延波毎にマルチパスレイフェージングにより変動している伝搬路を推定し、乗算器116の出力とスイッチ125で切り替えられた既知信号114、115とを加算器126で加算した結果である誤差121の2乗和を最小にするように、乗算器116の重みづけ係数122を制御する。情報信号の区間では、スイッチ120がOFFとなり、第1および第2の既知信号114、115で推定した重みづけ係数122を上記(1)式を用いて位相更新部124において1次内挿し、重みづけ係数122を更新し、乗算器116により最適な重み付けがされる。次いで加算器117で加算され、その出力は識別器118で正負を判定され、誤りの少ない再生データ119となる。

【0006】図10は従来のパイロット内挿型同期検波スペクトル拡散方式受信装置の概略構成を示す。受信アンテナ201で受信された信号は、受信回路202で増幅され、アナログ/デジタル変換回路203でA/D変換(サンプリング間隔= n/T 、 $1/T$ =チップ速度、 n :整数)され、第1の逆拡散回路204で相関検出を行い、さらに遅延プロファイル測定器205で受信信号を平均化し、サーチャ回路206で受信レベルの高い上位の数サンプルの遅延波を選択して第2の逆拡散回路207へ出力する。第2の逆拡散回路207では、A/D変換回路203で変換されたデジタルデータ信号を逆拡散して受信データを得、この受信データをサーチャ回路206で選択された遅延波毎に復調回路209でパイロット内挿型検波によって復調し、RAKE合成を行う。そして受信データ変換回路210で制御信号と音声またはデータに分離して所望の情報を得る。タイミング制御回路208は、スペクトル拡散方式受信装置の全タイミングおよびシーケンスの制御を行う。

*【0004】
*【数2】

【0007】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記従来のスペクトル拡散方式受信装置では、移動通信の環境下では遅延波の状態が時々刻々変化し、復調すべき遅延波は変化するので、内挿を行う遅延波が切り替わった場合、前半の既知信号で推定した位相と後半の既知信号で推定した位相が反転している場合が存在し、これを内挿すると位相を正しく推定することができず、受信品質が劣化してしまう問題を有していた。

【0008】本発明は、上記従来の問題点を解決するため、遅延波が切り替わったときでも、受信品質の劣化を防ぐことのできる優れたスペクトル拡散方式受信装置を提供することを目的とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明のスペクトル拡散方式通信装置は、遅延波が前回検出した遅延波と同位相かどうかを判定し、遅延波が切り替わったときに情報信号の両端に挿入した第1および第2の既知信号で推定した位相を内挿せずに、遅延波切り替え信号のONとなった遅延波の受信信号を境にして、前半の受信信号は第1の既知信号で推定した位相を用いて復調し、後半の受信信号は第2の既知信号で推定した位相を用いて復調するものであり、これにより、遅延波が切り替わったときでも受信品質の劣化を防ぐことができる。

【0010】

【発明の実施の形態】本発明の請求項1に記載の発明は、パイロット内挿型同期検波スペクトル拡散方式移動通信において、A/D変換回路でオーバーサンプリングされた数ビットのデジタル信号を受信信号とし、この受信信号の逆拡散を行うマッチドフィルタ等の第1および第2の逆拡散回路と、第1の逆拡散回路で逆拡散を行った信号の各チップ位相のプロファイルを平均化する遅延プロファイル測定器と、遅延プロファイル測定器の出力信号から受信レベルの高い上位数サンプルの遅延波を検出し、常に上位数サンプルを検出し続け、ピーク位置によりシンボルクロックを再生するサーチャ回路と、サーチャ回路で検出した遅延波が前回検出した遅延波と同位相かどうかを判定し、位相が異なっているときに遅延波切り替えのON/OFF信号を出力する遅延波位相判定回路と、第2の逆拡散回路で逆拡散を行った信号と遅延波位相判定回路の遅延波切り替え信号をもとに遅延波

切り替え信号がONのときは、情報信号の両端に挿入した第1および第2の既知信号で推定した位相を内挿せずに遅延波切り替え信号のONとなった遅延波の受信信号を境にして、前半の受信信号は第1の既知信号で推定した位相を用いて復調し、後半の受信信号は第2の既知信号で推定した位相を用いて復調する復調回路とを備えたことを特徴とするスペクトル拡散方式受信装置であり、遅延波が切り替わったときでも受信品質の劣化を防ぐという作用を有する。

【0011】また、請求項2に記載の発明は、遅延波切り替え信号がONのときは、情報信号の両端に挿入した第1および第2の既知信号で推定した位相を内挿せずに、遅延波切り替え信号のONとなった遅延波の受信信号を境にして、前半の受信信号は第1の既知信号で推定した位相を適応アルゴリズム等を用いて逐次更新し、この更新した位相を用いて復調し、後半の受信信号は第2の既知信号で推定した位相を適応アルゴリズム等を用いて逐次更新し、この更新した位相を用いて復調する復調回路を備えたことを特徴とする請求項1記載のスペクトル拡散方式受信装置であり、遅延波が切り替わったときでも受信品質の劣化を防ぐという作用を有する。

【0012】また、請求項3に記載の発明は、遅延波切り替え信号がONのときに、遅延プロファイル測定器の出力信号のレベルの変化を検出し、変化量からフェージングピッチを検出するフェージング推定回路と、このフェージング推定回路で検出したフェージングピッチが既知信号の挿入周期より遅い場合で遅延波切り替え信号がONのときは、情報信号の両端に挿入した第1および第2の既知信号で推定した位相を内挿せずに遅延波切り替え信号のONとなった遅延波の受信信号を境にして、前半の受信信号は第1の既知信号で推定した位相を用いて復調し、後半の受信信号は第2の既知信号で推定した位相を用いて復調し、フェージング推定回路で検出したフェージングピッチが既知信号の挿入周期より速い場合で遅延波切り替え信号がONのときは、遅延波切り替え信号のONとなった遅延波の受信信号を境にして、前半の受信信号は第1の既知信号で推定した位相を適応アルゴリズム等を用いて逐次更新し、この更新した位相を用いて復調し、後半の受信信号は第2の既知信号で推定した位相を適応アルゴリズム等を用いて逐次更新し、この更新した位相を用いて復調する復調回路を備えたことを特徴とする請求項1または2記載のスペクトル拡散方式受信装置であり、遅延波が切り替わったときでも受信品質の劣化を防ぐという作用を有する。

【0013】また、請求項4に記載の発明は、遅延波切り替え信号がONのときに遅延プロファイル測定器の出力信号のレベルの変化を検出し、変化量からフェージングピッチを検出するフェージング推定回路と、情報信号の両端に挿入した第1および第2の既知信号で推定した位相を第1の既知信号の数サンプル後まで、または第2

の既知信号の場合は数サンプル前までの受信信号を復調し、既知信号と復調した信号を含めて既知信号として改めて位相を推定し直し、フェージング推定回路で検出したフェージングピッチが既知信号の挿入周期より遅い場合は、遅延波切り替え信号のONとなった遅延波の受信信号を境にして、前半の受信信号は第1の既知信号と数サンプル後の受信信号で推定した位相を用いて復調し、後半の受信信号は第2の既知信号と数サンプル前の受信信号で推定した位相を用いて復調し、フェージング推定回路で検出したフェージングピッチが既知信号の挿入周期より速い場合は、遅延波切り替え信号のONとなった遅延波の受信信号を境にして、前半の受信信号は第1の既知信号と数サンプル後の受信信号で推定した位相を適応アルゴリズム等を用いて逐次更新し、この更新した位相を用いて復調し、後半の受信信号は第2の既知信号と数サンプル前の受信信号で推定した位相を適応アルゴリズム等を用いて逐次更新し、この更新した位相を用いて復調する復調回路を備えたことを特徴とする請求項1または2または3記載のスペクトル拡散方式受信装置であり、遅延波が切り替わったときでも受信品質の劣化を防ぐという作用を有する。

【0014】以下、本発明の実施形態について図面を用いて説明する。

【0015】（実施の形態1）図1は本発明の第1の実施の形態におけるスペクトル拡散方式受信装置の構成を示すものである。図1において、1はアンテナ、2は受信回路、3はA/D変換回路、4は第1の逆拡散回路、5は遅延プロファイル測定器、6はサーチャ回路、7は第2の逆拡散回路、8はタイミング制御回路、9は復調回路、10は遅延波位相判定回路、11は受信データ変換回路である。

【0016】図1において、アンテナ1で受信された信号は、受信回路2で増幅され、A/D変換回路3でアナログ/デジタル変換され、第1の逆拡散回路4で相関検出を行い、遅延プロファイル測定器5で受信信号を平均化し、サーチャ回路6で受信レベルの高い上位数サンプルの遅延波を選択して第2の逆拡散回路7および遅延波位相判定回路10へ出力する。第2の逆拡散回路7では、A/D変換回路3で変換されたデジタルデータ信号を逆拡散して受信データを得る。遅延波位相判定回路10は、サーチャ回路6で検出した遅延波が前回検出した遅延波と同位相かどうかを判定して遅延波切り替え信号aを出力し、位相が異なっているときには遅延波切り替え信号aをONとする。復調回路9は、第2の逆拡散回路7で逆拡散して得た受信データと遅延波位相判定回路10の遅延波切り替え信号aをもとに、遅延波切り替え信号aがONのときは、情報信号の両端に挿入した第1および第2の既知信号で推定した位相を内挿せずに、遅延波切り替え信号aのONとなった遅延波の受信信号を境にして、前半の受信信号は、第1の既知信号で推定

7

した位相を用いて復調し、遅延波切り替え信号aの後半の受信信号は、第2の既知信号で推定した位相を用いて復調回路9で復調し、RAKE合成を行う。また、遅延波切り替え信号aがOFFのときには、受信信号の両端に挿入した第1および第2の既知信号で推定した位相を内挿して復調回路9で復調し、RAKE合成を行う。そして、受信データ変換回路11で制御信号と音声またはデータに分離して所望の情報を得る。タイミング制御回路8は、スペクトル拡散方式受信装置の全タイミングおよびシーケンスの制御を行う。

【0017】図2は本実施の形態における復調回路9の構成を示す。図2における12~20に示すものは前述した図9の従来の技術の112~120と同一のものである。既知信号の区間における動作は、従来例の図9と同様の動作である。情報信号の区間ではスイッチ20がOFFとなり、遅延波切り替え信号aがONの遅延波は、位相更新部24で位相の更新はせずに、遅延波切り替え信号aがONとなった遅延波の前半の受信信号は、第1の既知信号14の区間で推定した重みづけ係数22を用い、後半の受信信号は、第2の既知信号15の区間で推定した重みづけ係数22を用いて乗算器16により最適な重み付けをされる。既知信号14、15の切り替えはスイッチ25で行う。次いで加算器17で加算され、その出力は識別器18で正負を判定され、誤りの少ない再生データ19となる。遅延波切り替え信号aがOFFの遅延波は、第1の既知信号14または第2の既知信号15と乗算器16の出力とを加算器26で加算した結果である誤差21をもとに推定した重みづけ係数22を前記(1)式を用いて位相更新部24において1次内*

$$S_k = \sum_{i=1}^P Z^*_{i,1} \cdot r_{i,k} \quad \dots (3)$$

遅延波切り替え信号の後半のデータ

【0021】

※【数4】

※

$$S_k = \sum_{i=1}^P Z^*_{i,2} \cdot r_{i,k} \quad \dots (4)$$

【0022】以上のように、本発明の実施の形態1によれば、遅延波位相判定回路10を設けることで、復調すべき遅延波の位相が切り替わったときでも、受信品質の劣化を防ぐことができる。

【0023】(実施の形態2)次に、本発明の第2の実施の形態について説明する。本実施の形態におけるスペクトル拡散方式受信装置の構成は図1に示したものと同一であり、異なるのは復調回路9の構成と動作である。図4は本実施の形態における復調回路の構成を示す。図4における31~38に示すものは前述した図9の従来の技術の112~119と同一のものである。既知信号の区間における動作は従来の技術の図9と同様の動作である。情報信号の区間においても重みづけ係数40を更

8

*挿し、重みづけ係数22を更新し、乗算器16により最適な重み付けをされる。次いで加算器17で加算され、その出力は識別器18で正負を判定され、誤りの少ない再生データ19となる。

【0018】図3に動作例を示す。既知信号tr1の先頭において、復調すべき遅延波が遅延波(1)、遅延波(2)、遅延波(3)であったが、情報信号のある時間に復調すべき遅延波が遅延波(1)、遅延波(3)、遅延波(4)と切り替わった場合について説明する。遅延波(1)、遅延波(3)については、既知信号tr1、tr2を内挿して復調することができるが、復調すべき遅延波(2)が(4)に切り替わった場合は、遅延波切り替え信号aの前半の信号は遅延波(2)、後半の信号は遅延波(4)を復調する必要がある。この場合に遅延波(2)、遅延波(4)は独立なフェージングを受けるので、既知信号tr1、tr2を内挿すると受信品質が劣化する。そこで、遅延波切り替え信号aを境にして、前半の受信信号は、既知信号tr1を用いて遅延波(2)を復調し、後半の受信信号は、既知信号tr2を用いて遅延波(4)を復調することで受信品質の劣化を防ぐ。

【0019】i番目の遅延波の推定した位相の複素共役をそれぞれ $Z^*_{i,1}$ 、 $Z^*_{i,2}$ とし、パイロット内挿型同期検波後のk番目の復調データ S_k は、RAKEを行う遅延波数をp、i番目の遅延波の受信信号 $r_{i,k}$ とすると次のようになる。遅延波切り替え信号の前半のデータ

【0020】

【数3】

新する。遅延波切り替え信号aがONの遅延波は、遅延波切り替え信号aがONとなった遅延波の前半の受信信号は、第1の既知信号33の区間で推定した重みづけ係数40を、情報信号の区間においても位相更新部42で適応アルゴリズム(RLSアルゴリズム等)を用いて遅延波毎に誤差39(乗算器35の出力と識別器37出力を加算器45で加算した結果の差)の2乗和を最小にするように、乗算器35の重みづけ係数40を更新する。これらの切り替えはスイッチ43、44により行われる。この更新した重みづけ係数40を用いて、乗算器35により最適な重み付けをされ、次いで加算器36で加算され、その出力は識別器37で正負を判定され、誤りの少ない再生データ38となる。後半の受信信号は、第

2の既知信号34で推定した重みづけ係数40をもとに、前半の受信信号の動作と同一な動作をする。

【0024】遅延波切り替え信号aがOFFの遅延波は、第1および第2の既知信号33、34で挟まれた信号の区間を2等分して、前半の受信信号は、第1の既知信号33の区間で推定した重みづけ係数40を、位相更新部42で適応アルゴリズム(RLSアルゴリズム等)を用いて遅延波毎に誤差39(乗算器35の出力と識別器37の出力の差)の2乗和を最小にするように乗算器35の重みづけ係数40を更新する。この更新した重みづけ係数40を用いて、乗算器35により最適な重み付けをされ、次いで加算器36で加算され、その出力は識別器37で正負を判定され、誤りの少ない再生データ38となる。後半の受信信号は、第2の既知信号34で推定した重みづけ係数40をもとに、逐次重みづけ係数40を更新して前半の受信信号の動作と同一な動作をする。

【0025】以上のように、本発明の実施の形態2によれば、遅延波位相判定回路10を設け、復調回路9で逐次位相を更新することで、高速フェージングへの追従性が向上し、受信品質を向上することができ、復調すべき遅延波の位相が切り替わったときでも、受信品質の劣化を防ぐことができる。

【0026】(実施の形態3)図5は本発明の第3の実施の形態におけるスペクトル拡散方式受信装置の構成を示すものである。図5において、51はアンテナ、52は受信回路、53はA/D変換回路、54は第1の逆拡散回路、55は遅延プロファイル測定器、56はサーチャ回路、57は第2の逆拡散回路、58はタイミング制御回路、59は復調回路、60は遅延波位相判定回路、61は受信データ変換回路、62はフェージング推定回路である。

【0027】図5において、アンテナ51で受信された信号は、受信回路52で増幅され、A/D変換回路53でアナログ/デジタル変換され、第1の逆拡散回路54で相関検出を行い、遅延プロファイル測定器55で受信信号を平均化し、サーチャ回路56で受信レベルの高い上位数サンプルの遅延波を選択して第2の逆拡散回路57および遅延波位相判定回路60へ出力する。第2の逆拡散回路57では、A/D変換回路53で変換されたデジタルデータ信号を逆拡散して受信データを得る。遅延波位相判定回路60は、サーチャ回路56で検出した遅延波が前回検出した遅延波と同位相かどうかを判定し、位相が異なっているときに遅延波切り替え信号aをONとするON/OFF信号を出力する。フェージング推定回路62には、遅延プロファイル測定器55の出力信号のレベルの変化を検出し、変化量からフェージングピッチbを検出する。復調回路59は、フェージング推定回路62で検出したフェージングピッチbと、第2の逆拡散回路57で逆拡散を行った信号と、遅延波位相

判定回路60の遅延波切り替え信号aをもとに、遅延波切り替え信号aがONのときに、フェージング推定回路62で検出したフェージングピッチbが第1および第2の既知信号の挿入周期より遅い場合は、情報信号の両端に挿入した第1および第2の既知信号で推定した位相を内挿せずに、遅延波切り替え信号aのONとなった遅延波の受信信号を境にして、前半の受信信号は、第1の既知信号で推定した位相を用いて復調し、遅延波切り替え信号aの後半の受信信号は、第2の既知信号で推定した位相を用いて復調し、RAKE合成を行う。また、フェージング推定回路62で検出したフェージングピッチbが第1のおよび第2の既知信号の挿入周期より速い場合は、遅延波切り替え信号aのONとなった遅延波の受信信号を境にして、前半の受信信号は、第1の既知信号で推定した位相を適応アルゴリズム等を用いて逐次更新し、この更新した位相を用いて復調回路59で復調し、遅延波切り替え信号aの後半の受信信号は、第2の既知信号で推定した位相を適応アルゴリズム等を用いて逐次更新し、この更新した位相を用いて復調回路59で復調し、RAKE合成を行う。

【0028】遅延波切り替え信号aのOFFの場合は、フェージング推定回路62で検出したフェージングピッチbに応じて内挿をするか、逐次位相を更新するかを決定し、内挿の場合の動作は実施の形態1と同一であり、逐次位相を更新する場合は実施の形態2と同一である。そして、受信データ変換回路61で制御信号と音声またはデータに分離して所望の情報を得る。タイミング制御回路58は、スペクトル拡散方式受信装置の全タイミングおよびシーケンスの制御を行う。

【0029】図6は本実施の形態における復調回路59の構成を示す。図6における71~78に示すものは前述した図9の従来の技術の112~119と同一のものである。既知信号の区間における動作は従来の技術の図9と同様の動作である。情報信号の区間ではフェージングピッチbに応じてスイッチ83のON/OFFを決定する。フェージングピッチbが第1および第2の既知信号73、74の挿入周期より遅い場合はOFFとなり、フェージングピッチbが第1および第2の既知信号73、74の挿入周期より速い場合はONとなる。

【0030】遅延波切り替え信号aがONでスイッチ83がONの場合は、遅延波切り替え信号aがONとなった遅延波の受信信号の前半の受信信号は、第1の既知信号73の区間で推定した重みづけ係数80を、情報信号の区間においても位相更新部82で適応アルゴリズム(RLSアルゴリズム等)を用いて遅延波毎に誤差79(乗算器75の出力と識別器77の出力を加算器86で加算した結果の差)の2乗和を最小にするように乗算器75の重みづけ係数80を更新する。これらの切り替えはスイッチ84、85により行われる。この更新した重みづけ係数80を用いて乗算器75により最適な重み付

11

けをされ、次いで加算器 76 で加算され、その出力は識別器 77 で正負を判定され、誤りの少ない再生データ 78 となる。

【0031】後半の受信信号は、第 2 の既知信号 74 の区間で推定した重みづけ係数 80 を情報信号の区間においても位相更新部 82 で適応アルゴリズム (RLS アルゴリズム等) を用いて遅延波毎に誤差 79 (乗算器 75 の出力と識別器 77 の出力の差) の 2 乗和を最小にするように乗算器 75 の重みづけ係数 80 を更新する。これらの切り替えはスイッチ 84、85 により行われる。この更新した重みづけ係数 80 を用いて乗算器 75 により最適な重み付けをされ、次いで加算器 76 で加算され、その出力は識別器 77 で正負を判定され、誤りの少ない再生データ 78 となる。

【0032】遅延波切り替え信号 a が ON でスイッチ 83 が OFF の場合は、実施の形態 1 の遅延波切り替え信号 a が ON の場合の動作と同一である。

【0033】遅延波切り替え信号 a が OFF でスイッチ 83 が ON の場合は、実施の形態 2 の遅延波切り替え信号 a が OFF の場合の動作と同一である。

【0034】遅延波切り替え信号 a が OFF でスイッチ 83 が OFF の場合は、実施の形態 1 の遅延波切り替え信号 a が OFF の場合の動作と同一である。

【0035】以上のように、本発明の実施の形態 3 によれば、遅延波位相判定回路 60 およびフェージング推定回路 62 を設け、フェージング推定回路 62 でフェージングピッチ b を推定し、フェージングピッチ b が既知信号の挿入周期より遅い場合は、位相の推定方法を内挿型同期検波にすることで、受信装置の消費電流を低減することができ、フェージングピッチ b が既知信号の挿入周期より速い場合の高速フェージングへの追従性が向上し、受信品質を向上することができる。復調すべき遅延波の位相が切り替わったときでも、受信品質の劣化を防ぐことができる。

【0036】(実施の形態 4) 次に、本発明の第 4 の実施の形態について説明する。本実施の形態におけるスペクトル拡散方式受信装置の構成は図 5 に示したものと同一であり、異なるのは復調回路 59 の構成と動作である。図 7 は本実施の形態における復調回路の構成を示す。受信信号 91 がチップ間隔の遅延タップ 92 に入力されると、まず、スイッチ 97 が ON となり、第 1 および第 2 の既知信号 93、94 の区間で位相推定部 104 では、第 1 の既知信号 93 および第 2 の既知信号 94 の区間のそれぞれで、適応アルゴリズム (RLS アルゴリズム等) を用いて遅延波毎にマルチパスレイリーフェージングにより変動している伝搬路を推定し、誤差 102 (乗算器 98 の出力と第 1 または第 2 の既知信号 93、94 と加算器 110 で加算した結果の差) の 2 乗和を最小にするように、乗算器 98 の重みづけ係数 103 を制御する。次に第 1 および第 2 の既知信号 93、94 で推

12

定した位相をもとに、第 1 の既知信号 93 の数サンプル後まで (第 2 の既知信号 94 の場合は数サンプル前) の受信信号を復調し、第 1 および第 2 の既知信号 93、94 と復調した信号を含めて第 3 の既知信号 95 とし、スイッチ 97 が OFF となり、改めて位相推定部 104 で、スイッチ 108 により第 3 の既知信号 (第 1 の既知信号 93 と数サンプルの復調信号) 95 および第 4 の既知信号 (第 2 の既知信号 94 と数サンプルの復調信号) 96 の区間のそれぞれで、適応アルゴリズム (RLS アルゴリズム等) を用いて遅延波毎にマルチパスレイリーフェージングにより変動している伝搬路を推定し、スイッチ 109 を切り替えて、誤差 102 (乗算器 98 の出力と第 3 または第 4 の既知信号 95、96 を加算器 110 で加算した結果の差) の 2 乗和を最小にするように、乗算器 98 の重みづけ係数 103 を制御する。

【0037】情報信号の区間では、フェージングピッチ b に応じてスイッチ 106 の ON/OFF を決定する。フェージングピッチ b が既知信号 93、94 の挿入周期より遅い場合は OFF となり、フェージングピッチ b が第 1 および第 2 の既知信号 93、94 の挿入周期より速い場合は ON となる。

【0038】遅延波切り替え信号 a が ON でスイッチ 106 が ON の場合は、遅延波切り替え信号 a が ON となった遅延波の受信信号の前半の受信信号は、第 3 の既知信号 95 の区間で推定した重みづけ係数 103 を、情報信号の区間においても位相更新部 105 で適応アルゴリズム (RLS アルゴリズム等) を用いて遅延波毎に誤差 102 (乗算器 98 の出力と識別器 100 の出力の差) の 2 乗和を最小にするように、乗算器 98 の重みづけ係数 103 を更新する。この更新した重みづけ係数 103 を用いて乗算器 98 により最適な重み付けをされる。次いで加算器 97 で加算され、その出力は識別器 100 で正負を判定され、誤りの少ない再生データ 101 となる。後半の受信信号は、第 4 の既知信号 96 の区間で推定した重みづけ係数 103 を、情報信号の区間においても位相更新部 105 で適応アルゴリズム (RLS アルゴリズム等) を用いて遅延波毎に誤差 102 (乗算器 98 の出力と識別器 100 の出力の差) の 2 乗和を最小にするように、乗算器 98 の重みづけ係数 103 を更新する。この更新した重みづけ係数 103 を用いて乗算器 98 により最適な重み付けをされ、次いで加算器 99 で加算され、その出力は識別器 100 で正負を判定され、誤りの少ない再生データ 101 となる。

【0039】遅延波切り替え信号 a が ON でスイッチ 106 が OFF の場合は、遅延波切り替え信号 a が ON となった遅延波の受信信号の前半の受信信号は、第 3 の既知信号 95 の区間で推定した重みづけ係数 103 を、位相更新部 105 で適応アルゴリズム (RLS アルゴリズム等) を用いて遅延波毎に誤差 102 (乗算器 98 の出力と識別器 100 の出力の差) の 2 乗和を最小にするよ

13

うに、乗算器 98 の重みづけ係数 103 を更新する。この更新した重みづけ係数 103 を用いて乗算器 98 により最適な重み付けをされ、次いで加算器 99 で加算され、その出力は識別器 100 で正負を判定され、誤りの少ない再生データ 101 となる。後半の受信信号は、第 4 の既知信号 96 の区間で推定した重みづけ係数 103 を、位相更新部 105 で適応アルゴリズム (RLS アルゴリズム等) を用いて遅延波毎に誤差 103 (乗算器 98 の出力と識別器 100 の出力の差) の 2 乗和を最小にするように乗算器 98 の重みづけ係数 103 を更新する。この更新した重みづけ係数 103 を用いて乗算器 98 により最適な重み付けをされ、次いで加算器 99 で加算され、その出力は識別器 100 で正負を判定され、誤りの少ない再生データ 101 となる。

【0040】遅延波切り替え信号 a が OFF でスイッチ 106 が ON の場合は、既知信号で挟まれた信号の区間を 2 等分して、前半の受信信号は、第 3 の既知信号 95 の区間で推定した重みづけ係数 103 を、情報信号の区間においても位相更新部 105 で適応アルゴリズム (RLS アルゴリズム等) を用いて遅延波毎に誤差 102 (乗算器 98 の出力と識別器 100 の出力の差) の 2 乗和を最小にするように、乗算器 98 の重みづけ係数 103 を更新する。この更新した重みづけ係数 103 を用いて乗算器 98 により最適な重み付けをされ、次いで加算器 99 で加算され、その出力は識別器 100 で正負を判定され、誤りの少ない再生データ 101 となる。後半の受信信号は、第 4 の既知信号 96 の区間で推定した重みづけ係数 103 を、情報信号の区間においても位相更新部 105 で適応アルゴリズム (RLS アルゴリズム等) を用いて遅延波毎に誤差 102 (乗算器 98 の出力と識別器 100 の出力の差) の 2 乗和を最小にするように、乗算器 98 の重みづけ係数 103 を更新する。この更新した重みづけ係数 103 を用いて乗算器 98 により最適な重み付けをされ、次いで加算器 99 で加算され、その出力は識別器 100 で正負を判定され、誤りの少ない再生データ 101 となる。

【0041】遅延波切り替え信号 a が OFF でスイッチ 106 が OFF の場合は、第 3 の既知信号 95 および第 4 の既知信号 96 で推定した重みづけ係数 103 を前記 (1) 式を用いて位相更新部 105 において 1 次内挿し、重みづけ係数 103 を更新し、乗算器 98 により最適な重み付けをされ、次いで加算器 99 で加算され、その出力は識別器 100 で正負を判定され、誤りの少ない再生データ 101 となる。

【0042】以上のように、本発明の実施の形態 4 によれば、遅延波位相判定回路 60 およびフェージング推定回路 62 を設け、フェージング推定回路 62 でフェージングピッチ b を推定し、フェージングピッチが既知信号の挿入周期より遅い場合は、位相の推定方法を内挿型同期検波にすることで受信装置の消費電流を低減すること

14

ができ、フェージングピッチ b が既知信号の挿入周期より速い場合の高速フェージングへの追従性が向上し、受信品質を向上することができる。さらに既知信号と復調信号を用いて位相を推定し直すことにより、精度良く位相推定ができ、受信品質を向上することができ、復調すべき遅延波の位相が切り替わったときでも、受信品質の劣化を防ぐことができる。

【0043】

【発明の効果】以上のように、本発明は、復調すべき遅延波が前回検出した遅延波と同位相かどうかを判定し、位相が異なっているときに遅延波切り替えの ON/OFF 信号を出力する遅延波位相判定回路を設けることにより、逆拡散回路で逆拡散を行った信号と遅延波位相判定回路の遅延波切り替え信号をもとに、遅延波切り替え信号が ON のときにパイロット内挿型同期検波の受信信号の両端に挿入した第 1 および第 2 の既知信号で推定した位相を内挿せずに、遅延波切り替え信号の ON となった遅延波の受信信号を境にして、前半の受信信号は第 1 の既知信号で推定した位相を用いて復調し、後半の受信信号は第 2 の既知信号で推定した位相を用いて復調する復調回路を備えているので、遅延波が切り替わったときでも、受信品質の劣化を防ぐという効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の実施の形態 1 におけるスペクトル拡散方式受信装置の構成を示すブロック図

【図 2】本発明の実施の形態 1 における復調回路 (遅延タップ 3 の場合) の構成を示すブロック図

【図 3】本発明の実施の形態 1 における動作概略図

【図 4】本発明の実施の形態 2 における復調回路 (遅延タップ 3 の場合) の構成を示すブロック図

【図 5】本発明の実施の形態 3 におけるスペクトル拡散方式受信装置の構成を示すブロック図

【図 6】本発明の実施の形態 3 における復調回路 (遅延タップ 3 の場合) の構成を示すブロック図

【図 7】本発明の実施の形態 4 における復調回路 (遅延タップ 3 の場合) の構成を示すブロック図

【図 8】スペクトル拡散方式におけるフレーム構成図

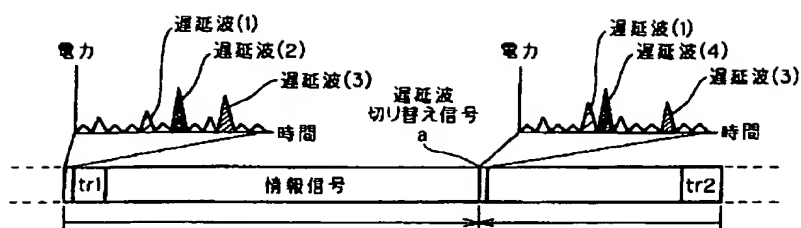
【図 9】従来の技術における復調回路 (遅延タップ 3 の場合) の構成を示すブロック図

【図 10】従来の技術のスペクトル拡散方式受信装置の構成を示すブロック図

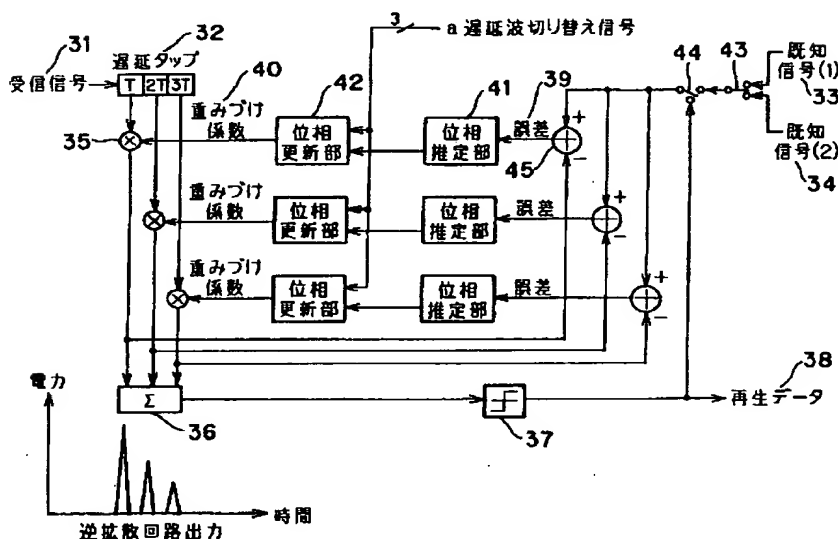
【符号の説明】

- 1、51 アンテナ
- 2、52 受信回路
- 3、53 A/D 変換回路
- 4、54 逆拡散回路
- 5、55 遅延プロファイル測定器
- 6、56 サーチャ回路
- 7、57 逆拡散回路
- 8、58 タイミング制御回路

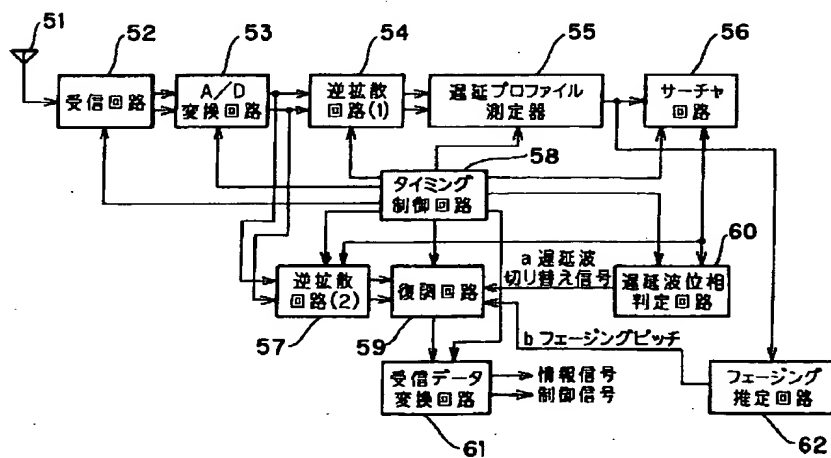
【図3】



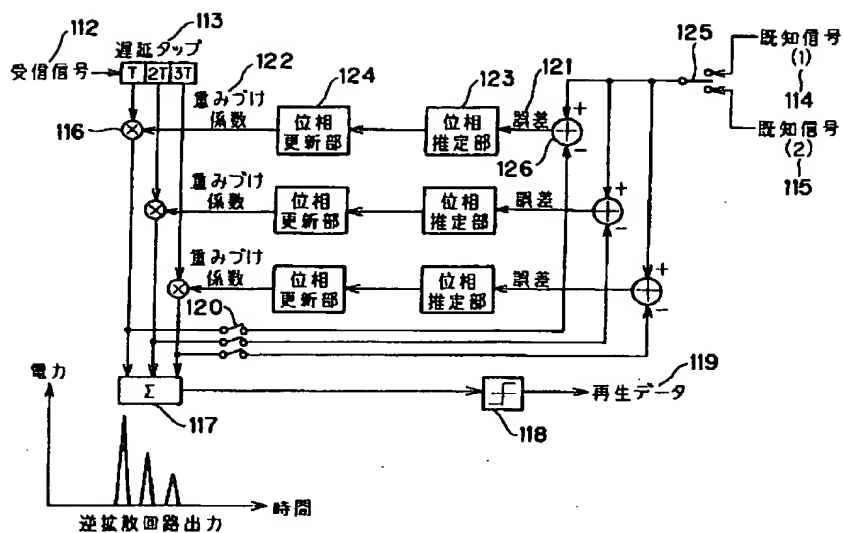
【図4】



【図5】



【図 9】



【図 10】

